

Electronic multi-purpose material level sensor

Publication number: DE69530863T

Publication date: 2004-01-22

Inventor: MCEWAN E (US)

Applicant: UNIV CALIFORNIA (US)

Classification:

- international: *E05F15/00; G01F23/284; G01S13/02; G01S13/88; G08B13/24; G01S7/282; G01S7/285; E05F15/00; G01F23/284; G01S13/00; G08B13/24; G01S7/28; G01S7/285; (IPC1-7): G01F23/284; G01S17/08*

- european: E05F15/00B6; E05F15/00B6B2; G01F23/284
G01S13/02B; G01S13/88; G08B13/24C4

Application number: DE19956030863T 19951205

Priority number(s): US19940359090 19941219; WO1995US15775
19951205

Also published as:

WO9619715 (A1)
EP0799407 (A1)
US5609059 (A1)
JP2003294517 (A)
EP0799407 (A4)

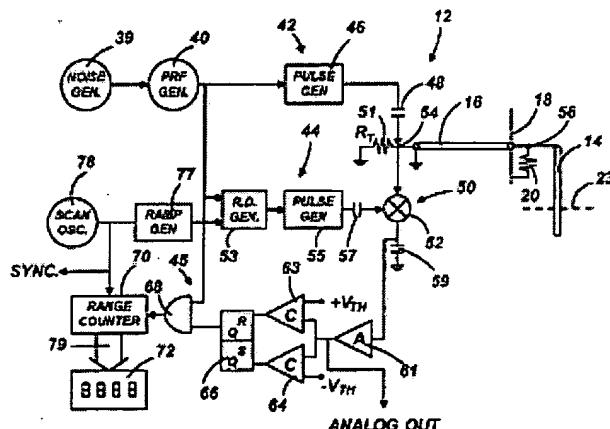
[more >>](#)

Report a data error here

Abstract not available for DE69530863T

Abstract of corresponding document: **US5609059**

The present electronic multi-purpose material level sensor is based on time domain reflectometry (TDR) of very short electrical pulses. Pulses are propagated along a transmission line that is partially immersed in a liquid, powder, or other substance such as grain in a silo. The time difference of the reflections at the start of the transmission line and the air/liquid interface are used to determine levels to better than 0.01 inch. The sensor is essentially independent of circuit element and temperature variations, and can be mass produced at an extremely low price. The transmission line may be a Goubau line, microstrip, coaxial cable, twin lead, CPS or CPW, and may typically be a strip placed along the inside wall of a tank. The reflected pulses also contain information about strata within the liquid such as sludge-build-up at the bottom of an oil tank.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) DE 695 30 863 T2 2004.01.22

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 0 799 407 B1

(51) Int Cl.⁷: **G01F 23/284**
G01S 17/08

(21) Deutsches Aktenzeichen: 695 30 863.7

(86) PCT-Aktenzeichen: PCT/US95/15775

(96) Europäisches Aktenzeichen: 95 943 671.8

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 96/019715

(86) PCT-Anmeldetag: 05.12.1995

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: 27.06.1996

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: 08.10.1997

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: 21.05.2003

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: 22.01.2004

(30) Unionspriorität:

359090 19.12.1994 US

(74) Vertreter:

derzeit kein Vertreter bestellt

(73) Patentinhaber:

The Regents of the University of California,
Oakland, Calif., US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT

(72) Erfinder:

McEWAN, E., Thomas, Livermore, US

(54) Bezeichnung: ELEKTRONISCHER VIELZWECK-FÜLLSTANDSENSOR

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingeleitet, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

[0001] Erklärung über die Rechte der Regierung Die Regierung der Vereinigten Staaten hat die Rechte an der vorliegenden Erfindung aufgrund des Vertrages Nr. W-7405-ENG-48 zwischen dem United States Department of Energy und der University of California für den Betrieb des Lawrence Livermore National Laboratory.

Hintergrund der Erfindung**1. Gebiet der Erfindung**

[0002] Die vorliegende Erfindung betrifft allgemein Sensoren und betrifft spezieller Füllstandssensoren zur Messung der Höhe und Beschaffenheit von Flüssigkeiten und anderen Materialien in Behältern sowie in Reaktionsapparaten, Rohren, Flussbetten, Bewässerungsteichen, Förderanlagen, freistehenden Hallen und einer Vielzahl von anderen Systemen. Darüber hinaus betrifft die vorliegende Erfindung einen linearen Weg-Messwandler zur Verwendung in Werkzeugmaschinen, hydraulischen Stellgliedern und ähnlichen Vorrichtungen mit beweglichen Teilen.

2. Einschlägiger Stand der Technik

[0003] Es sind zahlreiche Vorrichtungen herkömmlich eingesetzt worden, um den Füllstand einer Flüssigkeit oder die Grenzflächenhöhen zwischen zwei Flüssigkeiten zu messen. Im Allgemeinen bestehen diese Vorrichtungen aus einem Sensor im Inneren eines Behälters und Mittel zum Senden von Daten von dem Sensor zu einer entfernt gelegenen Stelle, wo sie erfasst und in ein verwertbares Format umgewandelt werden, das für die Füllstandshöhe der Flüssigkeit im Inneren des Behälters repräsentativ ist.

[0004] Beispielhaft mechanische und elektromechanische Sensoren, wie beispielsweise Schwimmer, sind in Tiefen Behältern oder mit korrosiven Flüssigkeit gefüllten Behältern schwer zu verwenden. Vorrichtungen unter Verwendung von akustischen Signalen und Ultraschallsignalen sind relativ ungenau, was darauf zurückzuführen ist, dass die Geschwindigkeit von Schall von Temperatur und Feuchtigkeit abhängt. Sensoren auf der Grundlage von Ultraschall liefern keine genaue Messung des wahren Flüssigkeitspegels, da Ultraschallsignale im Allgemeinen von einem schaumähnlichen Material (oder Schaum), das sich auf der Flüssigkeitsoberfläche bilden könnte, zurückgeworfen werden. Bei kapazitiven Füllstandssensoren muss sich die Flüssigkeit dicht am Sensor befinden, wobei die Befeuchtung der Wandung von dem Sensor fehlerhaft erfasst werden kann.

[0005] Außerdem liefert ein kapazitiver Sensor keine Information über die Beschaffenheit der Flüssigkeit oder Mischung, in die er eingetaucht ist.

[0006] Es sind ebenfalls frequenzmodulierte

(FM)-Dauer-(CW)Radarsonden verwendet worden, um den Flüssigkeitsstand in einem Behälter zu messen. In diesen Sonden wird ein sich frei ausbreitendes Radarsignal zu der Flüssigkeitsoberfläche übertragen, worauf diese zu einem Empfänger zurückgeworfen wird, um die Laufzeit des Signals zu bestimmen und damit den Abstand zwischen einem Bezugspunkt und dem Flüssigkeitsstand. Diese Radarsonden sind kostspielig, voluminös und verfügen über eine nur begrenzte Auflösung im typischen Fall von 6inch.

[0007] Die meisten konventionellen Systeme der Reflektometrie im Zeitbereich (TDR) liefern genau Angaben des Flüssigkeitsstandes und reagieren rasch auf Änderungen in den Flüssigkeitsständen, erfordern jedoch sehr komplexe und aufwändige Systeme, um in geeigneter Weise zu funktionieren. Eines dieser Systeme wurde in der US-P-3 832 900 von Ross beschrieben und nutzt eine offene Koaxialleitung, die in die darin enthaltende Flüssigkeit eingetaucht und mit dieser gefüllt ist. Die Flüssigkeitsoberfläche erzeugt in der Koaxialleitung eine Diskontinuität, die eine Reflexion des Basisband-Impulssignals erzeugt, das sich zurück entlang der Übertragungslinie ausbreitet. Die Zeit, nach der diese Reflexion empfangen wird im Bezug auf die Dauer des übertragenen Impulses bestimmt den Flüssigkeitsstand. Allerdings besteht die Neigung, dass sich die Übertragungsleitung verstopft und eine häufige Reinigung erforderlich ist.

[0008] In der US-P-3 995 212 von Ross wird ein Apparat für die Messung des Flüssigkeitsstandes beschrieben, die sich auf das Verstopfungsproblem und die Verringerung der Komplexität der Detektionssysteme der Strahlungsreflexion richtet. Spezieller wird in dieser Patentschrift ein Apparat beschrieben, der aus einem Impulsgenerator aufgebaut ist, der ein Basisband-Sondenimpuls von Subnanosekunden-Dauer erzeugt, das zu einer Übergangsvorrichtung durch einen Richtungskoppler übertragen wird. Die Übergangsvorrichtung wandelt die Übertragungsleitung, die den Sondenimpuls führt, zu einer Einleiter-Übertragungsleitung um, entlang der, sich die Welle weiter ausbreitet. Der Draht wird senkrecht zur Oberfläche der Flüssigkeit angeordnet und erstreckt sich durch diese hindurch. Die Reflexionen des Sondenimpulses, die durch Änderung der Dielektrizitätskonstante an der Oberfläche der Flüssigkeit hervorgerufen werden, breiten sich zurück entlang des Drahtes zu der Übergangsvorrichtung aus und werden in den Richtungskoppler eingekoppelt.

[0009] Es werden Abtastproben der reflektierten Welle in den Reflexionseingang des Richtungskopplers eingekoppelt, der außerdem über einen Eingang verfügt, an dem Abtastproben der auftreffenden Welle erscheinen. Diese Eingänge sind über einen Schalter mit einem Pegelprozessor gekoppelt, indem die Laufzeitverzögerung zwischen den auftreffenden und reflektierten Wellen bestimmt wird. Die Laufzeitverzögerung wird eingesetzt, um den Flüssigkeits-

stand zu ermitteln. Allerdings ist dieses Flüssigkeitspegel-Detektionssystem relativ kostspielig und voluminös und ermöglicht nicht die Messung der Tiefe der elektrisch leitfähigen Flüssigkeit.

[0010] In der US-P-4 489 601 von Rao et al. wird ein Apparat für die Messung der Höhe einer leitfähigen oder nicht leitfähigen Flüssigkeit über einen Referenzpegel beschrieben. Eine Goubeau-Oberflächenwellenleitung erstreckt sich von einer Eingangsklemme zu einem Verzweiger mit einem Hohlzylinder, dessen Durchmesser größer ist als der Außendurchmesser der Goubeau-Leitung. An diesem Verzweigen verläuft die Goubeau-Leitung in den Hohlzylinder, um eine koaxiale Oberflächenwellenleitung zu erzeugen, die vertikal in eine Flüssigkeit eintaucht, wo sich über der Oberfläche der Flüssigkeit bis zu einem gewissen Referenzpegel unterhalb der Oberfläche und im typischen Fall der Boden erstreckt.

[0011] Es wird ein Impuls mit der Goubeau-Leitung an der Eingangsklemme gekoppelt und breitet sich als eine Oberflächenwelle aus, bis er den Verzweigen erreicht, wo er in zwei Moden umgewandelt wird: einen Oberflächenwellenmodus auf der Ausgangsseite der Koaxialleitung und einen elektromagnetischen Transversalwellenmodus im Inneren der Koaxialleitung. Eine Übergangsvorrichtung steuert die auf die 2 Moden verteilte relative Leistung. Eine Reflexion tritt in Erscheinung, wenn die Oberflächenwelle sich auf der Außenseite der Koaxialleitung ausbreitet und auf die Flüssigkeitsoberfläche auftrefft. Der elektromagnetische Transversalwellenmodus bleibt gänzlich innerhalb der Koaxialleitung und wird bis zu einem späteren Zeitpunkt nicht reflektiert, wenn er den Referenzpegel unterhalb der Oberflächen erreicht. Die reflektierte Oberflächenwelle auf der Außenseite der Koaxialleitung und die reflektierte elektromagnetische Transversalwelle im Inneren der Koaxialleitung laufen entlang der Koaxialleitung zurück und werden mit der Goubeau-Leitung als reflektierte Oberflächenwellen gekoppelt, die zeitsepariert sind. Die reflektierten Wellen, die sich auf der Goubeau-Leitung fortpflanzen, werden auf einen Richtungskoppler übertragen und von einem Empfänger detektiert. Die Zeit zwischen den empfangenen Impulsen ist proportional zum Abstand von der Oberfläche bis zum Referenzpegel. Allerdings ist dieser konventionelle Apparat zur TDR-Pegelerfassung relativ kostspielig und voluminös.

[0012] Es besteht daher eine starke und noch nicht befriedigte Nachfrage nach einem neuartigen Material-Füllstandssensor, der sich mit den vorgenannten Problemen im Zusammenhang mit den konventionellen Vorrichtungen befasst und dafür angemessene Lösungen bietet. Dieser neuartige Füllstandssensor sollte in der Lage sein, den Pegel und die Beschaffenheit von Fluids und anderen Materialien in Behältern sowie in Reaktionsapparaten, Rohrleitungen, Flussbetten, Bewässerungsteichen, Förderanlagen, freistehenden Halden und eine Vielzahl anderer Systeme zu messen. Darüber hinaus sollte der neuartige

Sensor auch zur Verwendung als ein linearer Weg-Messwandler in Maschinenwerkzeugen, hydraulischen Stelleinrichtungen und ähnlichen Vorrichtungen mit beweglichen Bauteilen geeignet sein.

Zusammenfassung der Erfindung

[0013] Dementsprechend ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung die Gewährung eines verbesserten Füllstandssensors, der kostengünstig ist, genau, der ein geringes Gewicht hat und einfach anzuwenden ist.

[0014] Eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Gewährung eines Füllstandssensors, der in der Größe zur Verwendung in eingeschränkten Umgebungen und komplexen Konstruktionen kompakt ist.

[0015] Noch eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Gewährung eines neuartigen Füllstandssensors, der einen außerordentlich geringen Energieverbrauch hat sowie eine lange Arbeitsreichweite.

[0016] Es ist noch eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen neuartigen Füllstandssensor zu schaffen, der zur Messung des Füllstands und der Beschaffenheit von Fluids und anderen Materialien (wie beispielsweise Granulatmaterialien), verwendet werden kann.

[0017] Es ist eine weitere Aufgabe der vorliegenden Erfindung, einen neuartigen Füllstandssensor zu schaffen, der sich bewegende reflektierende Grenzflächen für fortschreitende Messungen lokalisieren kann.

[0018] Eine andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist die Gewährung eines Sensors, der sich auch als linearer Weg-Messwandler verwenden lassen kann.

[0019] Noch ein anderer Vorteil der vorliegenden Erfindung ist die Gewährung eines Füllstandssensors, mit dem der wahre zu messende Flüssigkeitspegel detektiert werden kann und der generell gegenüber einem schaumartigen Material unempfindlich ist.

[0020] Zusammengefasst werden die vorgenannten und weiteren Aufgaben und Vorteile der vorliegenden Erfindung mit Hilfe eines neuartigen Füllstandssensors realisiert, der auf Reflektometrie im Zeitbereich (TDR) sehr kurzer elektrischer Impulse beruht. Impulse breiten sich entlang einer Wellenleitung aus, die in ein Material eintaucht, wie beispielsweise ein Fluid oder eine feste Substanz. Die Zeitdifferenz zwischen einer induzierten Referenzreflexion und einer multidirektrischen Grenzfläche macht die Messung des Materialpegels und der Beschaffenheit möglich.

[0021] Der Sensor ist besonders unabhängig von Schaltkreiselementen und Temperaturschwankungen und lässt sich kostengünstig herstellen. Die Wellenleitung kann eine Goubeau-Leitung sein, ein Mikrostreifen, ein Koaxialkabel, eine Bandleitung, ein Koplanarstreifen oder ein Koplanarwellenleiter. Im typischen Fall ist ein Streifen einbezogen, der an der

Innenwandung eines Tanks oder eines Behälters angeordnet ist. Die reflektierten Impulse enthalten auch Informationen über Schichtlinien im Inneren des Fluids, wie beispielsweise den Aufbau von Schlamm am Boden eines Öltanks. Der Sensor kann tragbar sein und ist leicht verwendbar in eingeengten und schwer zu erreichenden Räumen. Darüber hinaus lässt er sich auch in fortschreitenden Messungen von Gegenständen in unmittelbarer Nähe zur Wellenleitung verwenden.

[0022] Bei Kfz und auf ähnlichen Gebieten lässt sich der Sensor auch als ein Tauchstab zur Bestimmung der Füllstände in Benzintanks, Kurbelgehäusen, Getrieben, Heckanbauten, Bremsflüssigkeitsbehältern, Scheibenwischerbehältern, Waschmaschinen-Füllstandssensoren, Füllstandsmessern für technische Großgefäße, usw. Er kann ferner als ein linearer Weg-Messwandler zur Steuerung der Maschinenposition, als Grenzschalter und für Musikinstrumente verwendet werden, bei denen ein Metallgegenstand oder dielektrischer Gegenstand in der unmittelbaren Nähe zu oder im Kontakt mit der Wellenleitung bewegt wird.

[0023] Der Sensor umfasst einen äußerst einfachen und kostengünstigen Sampler, der lediglich eine einzige Diode aufweist. Das abzutastende Signal wird auf eine der Klemmen gegeben, d. h. die Anode der Diode, während der Gatter-Impuls auf die andere Klemme, d. h. die Kathode, gegeben wird. Darüber hinaus ist das übliche Problem des Sampler-Blowby oder von nicht abgetastetem unerwünschten Koppen aus dem Signaleingang an den Samplerausgang kein Grund zur Sorge, da das Signal lediglich über Hochfrequenzanteile und ein Null-Mittelwert hat, wie nachfolgend im Zusammenhang mit der Konfiguration des TDR-Systems erläutert werden wird. Mit dem Sampler wird ein Verstärker zusammengeschaltet, der über eine begrenzte Hochfrequenzbandbreite verfügt und diese Hochfrequenzanteile sperrt. Damit wird der komplizierte Blowby-Löschschaltkreis, wie er in konventionellen Samplern angetroffen wird, wie beispielsweise Tektronix Model S-4, eliminiert.

[0024] Zusätzlich hat der erfindungsgemäße Sensor ein Aufbau mit Selbstspannung, bei dem gemittelte, gleichgerichtete Gatter-Impuls sich um 1V-DC-Sperrspannung über der Abtastdiode entwickeln, um eine Vorwärtsleitung der Diode während des Übertragungsimpulses zu verhindern. Ein Kondensator (C=22 Pikofarad) hält und glättet diese Spannung, während ein einzelner 1 Megohm-Vorspannungswiderstand zur Masse eine Belastung erzeugt, um die Vorspannung bei einem absoluten Minimum des Vorspannungsschaltkreises zu halten.

[0025] Der Abtastpufferverstärker verwendet einen Transimpedanzverstärker, der die Bandbreite weitgehend festlegt. Der Transimpedanzverstärker ist AC-gekoppelt, um Auswirkungen der Schwankung des Abtastdioden-Vorwärtsabfalls und der Sperrspannung zu eliminieren. Darüber hinaus ist die Hochfrequenzbandbreite auf weniger als die PRF be-

grenzt, um eine Verstärkung von Impulsu-Impuls-Vorspannungsschwankungen zu verhindern, die bei der Impulsfolgefrequenz von 2MHz auftreten, und um die Rauschstörung zu glätten.

[0026] In den Sensor ferner einbezogen ist eine Reichweiten-Kippschaltung, die einen sehr einfachen RC-Verzögerungsschaltkreis im Weg des Eingangs-Gate nutzt, die im Bezug auf den Stellbereich der über einen 4,7 Kiloohm-Widerstand anliegenden Verzögerungsspannung eine exponentielle Verzögerungsfunktion bereitstellt. In diesem einzigartigen Aufbau für den Stellbereich unterscheidet sich die vorliegenden Erfindung eindeutig gegenüber konventionellen Sensoren, bei denen aufwändige und komplizierte Präzisions-Hochgeschwindigkeitsanalogstromquellen und Komparatoren zur Erzeugung der linearen Sägezahnspannung der Verzögerungsschaltung benötigt werden.

[0027] Es wird eine exponentielle Äquivalenzzeit (ET)-Rampe als ein Wobbel-Referenzeingang in den vorgenannten exponentiellen Echtzeit-Verzögerungsschaltkreis verwendet, um eine lineare Wobbel-Verzögerungsfunktion mit einem Minimum an Bauteilen bereitzustellen. Darüber hinaus ist die Bereichs-Kippschaltung relativ unabhängig von Versorgungsspannungsschwankungen (V_{cc}), da die Stromzufuhr gleichzeitig die Echtzeit- und die Ersatzzeit-Rampenamplituden sowie die Entscheidungsschwelle ($V_{TH} = V_{cc}/2$) der Komparatorfunktion (erzeugt durch einen Logikinverter) festlegt. In diesem Zusammenhang erhöhen sich, wenn V_{cc} um 10% zunimmt, die Rampenamplituden sowie die Schwellwertspannung V_{TH} um 10%, so dass die Schwellwertgrenze auf der Echtzeitrampe gleich bleibt (50% des Maximums der Amplitude), d. h. trotz der 10%igen Zunahme der Versorgungsspannung V_{cc} mit der gleichen Verzögerung. Dieser Löscheffekt ist für einen stabilen, geringen Jitter-Zeitablauf sehr wichtig.

[0028] In den Sensor ferner einbezogen ist ein geditheter PRF-Schaltkreis, der eine Störung von gleichzeitig vorhandenen Sensoren und von Emittoren im CW-Betrieb, wie beispielsweise Radiostationen, verhindert. Der geditherte PRF-Schaltkreis verringert außerdem Störungen mit Kommunikationsdiensten durch Spreizung der Spektrallinien unerwünschter Emissionen von einem Führungsdräht, einer Wellenleitung oder einer Sensorspitze, wodurch die Spitzenamplitude bei einer beliebigen speziellen Frequenz verringert wird.

[0029] In den Sensor einbezogen ist ebenfalls ein schneller Impulsgenerator, der einen Teil eines Sendeimpulsgenerators und eines Glieder-Impulsgenerators bildet und der ein Hochgeschwindigkeits-CMOS oder Schottky-TTL-Logik-Glieder/Inverter aufweist, der einen Mikrowellen-Silicium-Bipolartransistor ansteuert. Der schnelle Impulsgenerator ist zu einem äußerst geringen Preis verfügbar, hat eine geringe Leistungsaufnahme (beispielsweise weniger als 1 mA) und wird mit hoher Geschwindigkeit betrieben (d. h. 100 ps Übergangszeit). Außerdem erzeugt

er sehr "reine" Übergänge, die frei sind von Nachschwingungen, was auf die Sättigung des Transistors am Ende des schnellen Übergangs zurückzuführen ist. Alternativ beruhen konventionelle schnelle Impulsgeneratoren hauptsächlich auf Step-recovery-Dioden, die verhältnismäßig kostspielig sind.

[0030] Bei dem Sensor wird eine vorsätzliche Impedanzfehlspannung am Beginn der Sensor-Übertragungsleitung eingesetzt, so dass der reflektierte Referenzimpuls an der Fehlspannung eine Driftzeit eliminiert, d. h. eine Null-Verschiebung im Bereich der Ablesungen.

[0031] Der TDR weist (1) einen kleinen (d. h. 1 Pifofarad) Differenzierkondensator auf, der von dem Übertragungsimpulsgenerator mit einem Kabelsteuerknoten verbunden ist; (2) einen 50 Ohm-Abschlusswiderstand, der von dem Steuerknoten zur Masse verbunden ist; (3) eine Abtastdiode, die mit dem Steuerknoten verbunden ist. Damit ist dieser TDR einfacher als die meisten wenn nicht alle vergleichbaren konventionellen TDR's. Normalerweise sind in einem derzeitigen TDR ein Widerstand einbezogen, der anstelle des Kondensators verwendet wird, und ein separates Impuls-erzeugendes Netzwerk, das zur Differenzierung des von dem Übertragungsimpulsgenerators gelieferten Impulses benötigt wird. Der in dem erfindungsgemäßen TDR verwendete Kondensator ist ausreichend klein, so dass der Schaltkreis im Bezug auf die reflektierten Impulse nicht belastet wird, die an dem Steuerknoten erscheinen, und so dass diese Impulse daher nicht gedämpft werden, was bei dem konventionellen TDR der Fall wäre, wo ein Widerstand verwendet wird. Oftmals wird bei diesen konventionellen TDR's zusätzlich ein kostspieliger und verlustreicher Richtungskoppler verwendet.

[0032] Die Orientierung der Abtastdiode verhindert ein unbeabsichtigtes Einschalten durch den Übertragungsimpuls und macht es möglich, sie ausschließlich durch den Gliederimpuls einzuschalten. Während der Übertragungsimpulsdauer wird die Diode, die normalerweise mit einer DC-Vorspannung in Sperrrichtung betrieben wird, durch den Übertragungsimpuls weiter in Sperrrichtung betrieben und wirksam von dem Steuerknoten isoliert gehalten und ermöglicht, dass eine maximale Übertragungsimpulsamplitude für ein optimales Signal-Rauschverhältnis auf das Kabel gegeben wird.

[0033] Der vorliegende Sensor kann außerdem als ein Konstruktionshilfsmittel oder in Verbindung mit einem solchen verwendet werden. Beispielsweise lässt sich der Sensor mit einem Bohrer zur Vermittlung einer genauen Information über die Bohrtiefe verwenden. Er kann außerdem als ein Sicherheitssensor für elektrische Fensterheber verwendet werden, wobei eine Führungsleiter in das Fensterglas eingebettet ist und die unmittelbare Nähe einer Hand (oder eines Gegenstandes) eine Reflexion hervorruft, die zum Zwecke der Abschaltung der Antriebskraft des Fensterhebers detektiert werden kann.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0034] Bezugnehmend auf die folgende Beschreibung und die beigefügten Zeichnungen werden die vorgenannten und andere Merkmale der vorliegenden Erfindung sowie die Art und Weise ihrer Realisierung offensichtlich und die Erfindung selbst am Besten verstanden. In den Zeichnungen sind:

[0035] **Fig. 1:** eine Seitenansicht eines Stoff-Füllstandssensors, der entsprechend einer ersten bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung angeordnet ist;

[0036] **Fig. 2:** eine Draufsicht auf den Sensor von **Fig. 1**;

[0037] **Fig. 3:** eine Seitenansicht des Sensors von **Fig. 1** und 2;

[0038] **Fig. 4:** ein Blockschaltplan der elektrischen Schaltung, die den Sensor von **Fig. 1** bis 3 bildet;

[0039] **Fig. 5A** und **5B:** eine Veranschaulichung eines detaillierten Schaltkreises des Sensors von **Fig. 1** bis 4;

[0040] **Fig. 6:** Oszillogramme eines Ersatzzeit-Referenzimpulses, der an einer Einkopplungsplatte auftritt, die einen Teil des Sensors von **Fig. 1** bis 5 bildet, sowie Luft-/Fluid-Reflexionsimpulse für Eintauchtiefen von 1 inch und 8 inch;

[0041] **Fig. 7:** eine schematische Schnittansicht eines Behälters mit einem Mikrostreifen-Übertragungsleiter-Sensor an seiner Wandung; und

[0042] **Fig. 8:** eine Seitenansicht eines Bohrers unter Verwendung des Sensors der vorliegenden Erfindung zur Bestimmung der Bohrtiefe.

Detaillierte Beschreibung der bevorzugten Ausführungsformen

[0043] **Fig. 1, 2 und 3** stellen schematische Veranschaulichungen eines Füllstandssensors **10** dar, der nach einer ersten bevorzugten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ausgeführt ist. In den Füllstandssensor **10** sind allgemein ein Transceiver **12** einbezogen, der elektrisch mit einem Führungsdraht oder einer Übertragungsleitung **14** über ein Kabel **16** gekoppelt ist, wie beispielsweise ein 50 Ohm-Koaxkabel. Eine Einkopplungsplatte **18** ist mit der Abschirmung des Kabels **16** verbunden, um zu verhindern, dass an seiner Abschirmung **19** eine Spiegelbildspannung erzeugt wird. Der Innenleiter **21** des Kabels **16** ist mit dem Führungsdraht **14** verbunden. Wie in **Fig. 3** gezeigt, ist das Kabel **16** mit der Einkopplungsplatte **18** versiegelbar und nahtlos gebunden, mit einem Widerstand **20**, der sich auf der Rückseite der Einkopplungsplatte **18** befindet, und ist im Inneren eines Trägergehäuses **24** aus Kunststoff eingebettet.

[0044] Der Transceiver **12** erzeugt sehr kurze elektrische Impulse, die über das Kabel **16** an die Einkopplungsplatte **18** geführt werden und die als eine Viertelwellen-Sendeantenne wirkt und die dabei hilft, diese elektrischen Impulse als Nahfeld, geführte

elektromagnetische (EM)-Wellen einzukoppeln. Die EM-Wellen breiten sich entlang dem Führungsdrähten 14 aus, der in dem Fluid 22 eingetaucht dargestellt ist und dessen Oberflächenpegel 23 bestimmt werden soll. Wenn die Wellen die Oberfläche des Fluids 22 erreichen, werden sie teilweise durch diese reflektiert, was auf die Diskontinuität zurückzuführen ist, die durch die Luft/Fluid-Grenzfläche erzeugt wird.

[0045] Die Reflexionen breiten sich zurück entlang dem Führungsdrähten 14 in Richtung auf die Einkopplungsplatte 18 aus, die als eine Viertelwellen-Empfangsantenne wirkt, und werden von dort als Reflexionsimpulse an den Transceiver 12 übertragen. Der Transceiver 12 bestimmt die Laufzeitverzögerung zwischen den übertragenen und reflektierten Signalen, woraus der Oberflächenpegel 23 relativ zu der Einkopplungsplatte 18 ermittelt werden kann.

[0046] Die Größe Γ des reflektierten Impulses wird in Beziehung zur Dielektrizitätskonstanten von Luft, ϵ_0 , und der Dielektrizitätskonstanten des Fluids, ϵ_{vat} , entsprechend der folgenden Gleichung gesetzt:

$$\Gamma = [1 - (\epsilon_{\text{vat}}/\epsilon_0)^2]/[1 + (\epsilon_{\text{vat}}/\epsilon_0)^2]$$

[0047] Der Transceiver 12 misst die Umlauf-Laufzeit der Impulse und erzeugt eine Ersatzzeit (ET)-Gliederaufstastung an einen elektronischen Standardzähler oder einem Digitaldisplay. Die Dauer der Aufstastung nimmt mit zunehmendem Abstand zwischen der Einkopplungsplatte 18 und der Luft/Fluid-Grenzfläche mit einem Ersatzzeit-Skalenfaktor von 1,0 inch = 1,0 ms zu. Die Einkopplungsplatte 18 erleichtert das Einkoppeln der elektromagnetischen Transversalwelle und minimiert Probleme einer heißen Erdung auf dem Kabel 16.

[0048] Ein wichtiges Merkmal des Sensors 10 besteht darin, dass vorsätzlich eine Reflexion an der Einkopplungsplatte 18 eingeführt wird. In diesem Zusammenhang liefert der Widerstand 20, der zwischen der Einkopplungsplatte 18 und dem Führungsdrähten 14 geschaltet ist, eine lokale Impedanzdiskontinuität, die eine Teilreflexion der EM-Wellen hervorruft. Diese Reflexion wird als Bezugs- oder Referenzimpuls vom Transceiver 12 verwendet. Die Messungen werden zwischen dem Referenzimpuls und den Reflexionsimpulsen relativ zu der Einkopplungsplatte 18 anstelle zum Transceiver 12 aufgenommen und demzufolge Fehler und Drift, die durch das Kabel 16 eingeführt werden, signifikant herabgesetzt wenn nicht sogar vollständig eliminiert.

[0049] Die EM-Wellen, die von der Luft/Fluid-Grenzfläche nicht reflektiert werden, setzen ihre Ausbreitung in Einfallsrichtung durch das Fluid 22 in Richtung auf den Boden 25 eines Behälters oder eines Großgefäßes 27 fort, die das Fluid 22 aufnehmen. Diese EM-Wellen werden von dem Boden 25 reflektiert und laufen an dem Führungsdrähten 14 entlang zurück, um vom Transceiver 12 verarbeitet zu werden.

[0050] Während der Ausbreitung in Einfallsrichtung

treffen die elektromagnetischen Wellen auf eine andere Grenzflächenschicht aus 2 Substanzen, wie beispielsweise Bläschen 29 oder feste Abscheidung 31 am Boden 25 des Behälters 27, und sie werden zum Teil in Richtung auf die Einkopplungsplatte 18 zurück reflektiert. Im Allgemeinen ist der erfundungsgemäß Sensor 10 in der Lage, jede beliebige Diskontinuität entlang ihres Ausbreitungsweges zu erfassen und die Entfernung einer solchen Diskontinuität von der Einkopplungsplatte 18 weiter zu messen.

[0051] Der allgemeine Betrieb des erfundungsgemäß Sensors 10 beruht auf der Emission eines Impulses von dem Transceiver 12, einem Warten für eine kurze Zeitdauer (T_{SAMP}) und sodann Öffnen eines Gliedes oder Fensters, um eine Abtastung der reflektierten Impulse zu ermöglichen. Dieser Prozess wird mit einer Frequenz von 1 MHz wiederholt und ermöglicht näherungsweise die Mittelwertbildung von 10 bis 100 empfangenen Impulsen vor der schrittweisen Weiterschaltung der Wartezeit T_{SAMP} . Der high-Pegel der Mittelwertbildung verringert das statistische Rauschen, welches das getastete Signal begleitet.

[0052] Die gemittelten Impulse liefern einen Spannungspegel, der dem Reflexionsvermögen des Impulses an einer speziellen Reichweite von einer Reihe von Reichweiten entspricht, die durch die Verzögerung zwischen dem emittierten Impuls und der Abtastzeit oder dem Betrieb und dem Betrieb der Abtast-Halteschaltung festgelegt sind. Dieser Prozess wird bezeichnet als "Reichweitenabtastung" und liefert eine Information über die Tiefe des Oberflächenpegels und der Grenzflächen, die abgetastet werden.

[0053] In der vorliegenden Erfindung wird die "Reichweitenabtastung" (d. h. der Bereich, der abgetastet wird) in Ersatzzeit gewobbelt oder gescannt. Wenn sich die Reichweitenabtastung durch den Oberflächenpegel oder die Oberfläche der Grenzfläche hindurch bewegt, das Reflexionsvermögen innerhalb der Reichweitenabtastung, wird dieses vom Transceiver 12 erfasst. Die Aufstastung wird im typischen Fall lediglich für eine Zeitdauer gleich der emittierten Impulsbreite offen gehalten. In der vorliegenden Erfindung wird außerdem das Konzept eines Ultrabreitband-Empfängers genutzt, das in der an Thomas E. McEwan erteilten US-P-5 345 471 beschrieben wurde und bezeichnet wurde als "Ultra-Wideband Receiver", die hiermit in ihrer Gesamtheit als Fundstelle einbezogen ist.

[0054] Fig. 4 ist ein Blockschaltplan des Transceivers 12, in den ein wahlweiser Rauschgenerator 39 zum Modulieren einer Impulswiederholungsfrequenz/Impulswiederholungsintervall (PRF/PRI)-Generator 40 einbezogen ist zur Erzeugung einer PRF mit einem Mittelwert von 1 MHz und mit einer Zufallschwankung von 1 bis 10% von etwa 1MHz, d. h. einem 1 bis 10%igen PRF-Dither. Der Dither spreizt das Emissionsspektrum von der Einkopplungsplatte 18, um eine mögliche Störung mit HF-Spektrum-Anwendern zu verringern und außerdem die Aufstastungen fremder Störsignale, die an dem Führungsdrähten

14 erscheinen zu randomisieren.

[0055] Die empfangenen Signale oder Impulse an der Einkopplungsplatte 18 werden abgetastet und gemittelt, so dass die randomisierten Abtastungen auf Null gemittelt werden und so eine Störung von anderen Quellen, wie beispielsweise HF-Sendern, weitgehend eliminiert werden. Die gewünschten Reflexionen bleiben durch das Dithern unbeeinflusst, da sie zu einer festen Zeit empfangen werden, unmittelbar nachdem sie übertragen worden sind und durch die genaue Zeit des Auftretens des nächsten Wiederholungsintervalls nicht beeinflusst werden. Das Dithern liefert eine Kompatibilität des Spektrums mit konventionellen HF-Anwendern und ermöglicht die Verwendung von mehreren Sensoren in der unmittelbaren Nähe. Die Möglichkeit der Auftastung der kurzen Impulse, die von anderen Impulssystemen emittiert werden, ist sowohl stochastisch als auch sehr gering und die Wahrscheinlichkeit einer sequenziellen Auftastung einer ausreichenden Zahl von Impulsen von einem anderen Impulssystem zum Aufbau eines kohärenten, detektierbaren Signals ist bei allen praktischen Aufgaben effektiv Null.

[0056] Die Impulse von dem 1 MHz-Wiederholungsfrequenz/Wiederholungsintervall-Generator (PRF/PRI) 40 werden auf 2 Wegen eingegeben: ein Übertragungsweg 42 und ein Abtastweg 44. In dem Übertragungsweg 42 steuert der PRF/PRI-Generator 40 einen Impulsgenerator 46, der ein 5V-treppenähnlichen Impuls mit einer Anstiegszeit von 200ps liefert, der von einem Kondensator 48 ($C = 1$ Pikofarad) zu einem Impuls mit einer Impulsbreite von 200ps flankendifferenziert wird. Der Impuls am Ausgang des Kondensators 48 wird auf das Kabel 16 gegeben und von dort aus auf die Einkopplungsplatte 18.

[0057] Die Einkopplungsplatte 18 nimmt die von dem Oberflächenpegel 23 oder der Grenzflächen schicht der mehrfachen Substanzen reflektierten Impulse auf und gibt sie über das Kabel 16 auf eine Abtast-Halteschaltung 50. Ein Abschlusswiderstand (R_T) 51, der den gleichen Wert wie die charakteristische Impedanz (Z_0) des Kabels 16 hat, ist zwischen einem Knotenpunkt 54 am naheliegenden Ende des Kabels 16 und massegeschaltet, um die Drei fach-Übergangsreflexionen zwischen dem Knotenpunkt 54 und verschiedenen Diskontinuitäten an einem Knoten 56 am entfernt gelegenen Ende des Kabels 16 auf ein Minimum herabzusetzen. Der Knoten 56 ist mit dem Widerstand 20 verbunden, dessen Widerstandswert größer ist als der der charakteristischen Impedanz Z_0 , so dass die Größe der Reflexion oder des Referenzimpulses so eingestellt ist, dass sie gleich der Reflexion von der Luft/Flüssigkeits-Grenzfläche sind.

[0058] Die Abtast-Halteschaltung 50 ist ebenfalls mit dem Knotenpunkt 54 verbunden und mit einer 2MHz-Frequenz mit Hilfe einer Folge von Steuerimpulsen, die über den Abtastweg 44 gelegt werden, aufgetastet. Die Abtast-Halteschaltung 50 enthält einen Schalter oder Abtasten 52 und einen Haltekon-

densator 59, der mit Masse zum Halten der abgetasteten reflektierten Impulse verbunden ist. Der Abtastet 52 wird mit Hilfe der Auftastimpulse zu einer Folge von alternierenden Öffnungen und Schließungen ange steuert. Die Auftastimpulse werden über einen Bereich von Verzögerungen von näherungsweise 5 bis 10 ns von dem Zeitpunkt an verzögert, zu dem die Einkopplungsplatte 18 die Übertragungsimpulse sendet. Der Zeitablauf der Auftastungsimpulse wird über einen gewobbelten Laufzeitgenerator 53 mit einer 40 Hz-Wobbelrate gesteuert, so dass jeder Auftastimpuls linear durch seinen vollen Bereich von Verzögerungen aller 1/40 Sekunden gewobbelt ist. Dieses ruft das Auftreten einer Abtastspannung auf dem Halte kondensator 59 hervor, der eine Ersatzzeitkopie der reflektierten Echtzeitimpulse ist, die am Eingang der Abtast-Halteschaltung 50 angetroffen werden. Mit anderen Worten werden Wellenformen, die auf einer Nanosekunden-Zeitskala auftreten zu identischen Wellenformen gewandelt, die auf einer Millisekunden-Zeitskala erscheinen.

[0059] Der Laufzeitgenerator 53 steuert den Impulsgenerator 55, der stufenähnliche Impulse von 5V mit einer Anstiegszeit von 200ps erzeugt. Der Ausgang des Impulsgenerators 55 wird mit Hilfe eines Kondensators 57 zu 200ps-breiten Impulsen flankendifferenziert, die an der Abtast-Halteschaltung 50 angelegt werden.

[0060] Die Größe des Kondensators 59 ist so ausreichend groß, dass jede Abtastung ihn lediglich zum Teil auflädt und näherungsweise 10 bis 100 Abtastungen benötigt werden, um ein Gleichgewicht mit den Signalen zu erreichen, die über dem Klemmenwider stand 51 (R_T) auftreten. In einem exemplarischen Aufbau hat der Kondensator 59 die Größe von 22 Pi kofarad. Das Produkt der Impedanz Z_0 parallel mit dem Widerstand R_T und der Kapazität des Kondensators 59 liefert eine Zeitkonstante, die sehr viel größer ist als die Breite des Auftastimpulses, so dass viele Impulse benötigt werden, um den Kondensator 59 zu laden. Wenn sich beispielsweise ein 200ps breiter Impuls von der Einkopplungsplatte 18 aus breitet, so treffen die reflektierten Impulse mit den Auftastimpulsen zusammen. Jederempfängerm pulserzeugt eineschrittweise Spannungsänderung ΔV an dem Kondensator 59 der Abtast-Halteschaltung 50, und die Netto-Kondensatorspannung ist der Ausgang des Mittelwerts der Abtast-Halteschaltung 50. Der Spannungsschritt beträgt $\Delta V = 1/N$ der empfangenen Gesamtimpulse, worin N die Zahl der gemittelten Abtastungen ist und im typischen Fall etwa 10 bis 100 beträgt. Es gilt als selbstverständlich, dass N einen beliebigen Wert annehmen kann.

[0061] Die Rauschspannung an der Abtast-Halteschaltung 50 wird um einen Faktor verringert der in Beziehung zur Quadratwurzel der Zahl der gemittelten Abtastungen steht, in diesem Fall 10-fach, und um einen Faktor, der in Beziehung zur effektiven Zeitkonstante des mittelwertbildenden Schaltkreises relativ zu der PRF des Systems und der momentanen

Bandbreite des Abtasters steht – ein Faktor der von der Beschaffenheit der abgetasteten Daten der Abtast-Halteschaltung 50 kommt. Insgesamt wird eine Rauschverringerung von mehr als 20 dB im Vergleich zu einem Schaltkreis mit einer Bandbreite von 2 GHz erhalten, d. h. die Bandbreite der fortgepflanzten Impulse.

[0062] Die Ersatzzeitkopie am Ausgang der Abtast-Halteschaltung 50 wird auf einem Verstärker 61 mit einer Verstärkung von mindestens 100 und einem Durchlassbereich von 10 Hz bis 10 KHz gegeben, um eine Scheitelpause in der Größenordnung von 1 V zu liefern. Der Ausgang des Verstärkers 61 liefert ein Analogsignal, das die Zeitrelation zwischen den Referenzimpulsen und den Impulsen der Luft/Flüssigkeit-Reflexion anzeigt. Es werden positive und negative Schwellwertkomparatoren 63 bzw. 64 mit dem Ausgang des Verstärkers 61 verbunden, um den Ersatzzeit-Referenzimpuls von der Einkopplungsplatte 18 zu detektieren sowie die von dem Oberflächenpegel 23 oder der Grenzfläche reflektierten Impulse und den SR-Flip-Flop 66 hin und her zu schalten, um Bereichszähler-Auftastimpuls zu erzeugen.

[0063] Der Ausgang des SR-Flip-Flop 66 und der Ausgang des PRF/PRI-Generators 40 sind der Eingang an ein AND-Glied 68, dessen Ausgang an einen Bereichszähler 70 gegeben wird. Der Bereichszähler 70 wird mit einer 2 MHz-Rate getaktet, um eine sehr hohe Bereichsauflösung zu gewähren. Bei einem Ersatzzeit-Skalenwert von 1,0 ms = 1,0 inch auf dem Führungsdrift 14 entspricht jeder Impuls des Bereichszählers bei einer 2 MHz-Rate 0,5 mils, d. h. 0,0005 inch (1 inch \times 0,5 μ s/1,0ms).

[0064] In einem der Versuche war das beobachtete Jitter in der Größenordnung von 0,001 inch ms bei einem Messintervall von 1/40 Sekunden. Der Bereichszähler 70 kann die Ablesungen für die Aufgaben der Mittelwertbildung akkumulieren, um ein geringes Jitter zu erhalten. Der Ausgang des Bereichszählers 70 steuert ein Display 72 an und kann ebenfalls an einem Prozessor (nicht gezeigt) vor der Rückstellung übertragen werden.

[0065] Die Genauigkeit des Sensors 10 schwankt um weniger als 0,1 inch über einen breiten Temperaturbereich. Eine solche wünschenswerte Stabilität resultiert aus (1) der Verwendung des Referenzimpulses zur Eliminierung der Zeitverschiebung in dem direkten Übertragungsweg 42, in dem Abtastweg 44 und in dem Kabel 16; (2) der Minimierung der Schwankungen der Impulsamplitude durch die Verwendung von Referenz- und Reflexionsimpuls-Detektionsschwellwerten nahezu gleicher Größenordnung, $-V_{TH}$ und $-V_{TH}$; und (3) durch die Verwendung stabiler RC-Komponenten in der Reichweitenverzögerung 53 und dem Bereichsrampenschaltkreis 77.

[0066] Die Zeitverzögerung des Bereichsverzögerungsgenerators 53 wird in Reaktion auf ein Rampensignal gesteuert, das von einem Rampengenerator 77 geliefert wird. Das Rampensignal führt dazu, dass der Laufzeitgenerator 53 über einen Bereich von Ver-

zögerungen wobbelt, die den zu erwartenden Reflexionen und zum Flüssigkeitspegel 23 entsprechen.

[0067] Der Rampengenerator 77 wird über einen 40 Hz-Scan-Oszillator 78 angesteuert. Es sollte als selbstverständlich gelten, dass die 40 Hz-Oszillationsfrequenz alternativ von dem 2 MHZ-PRF/PRI-Generator 40 über konventionelle digitale Frequenzteiler abgenommen werden kann. Der Ausgang des 2 MHz-PRF/PRI-Generators 40 ist mit dem AND-Glied 68 verbunden. Wenn der Komparator 64 den Ersatzzeit-Referenzimpuls von dem Verstärker 64 detektiert, wird der Flip-Flop 66 eingeschaltet, wodurch das AND-Glied 68 in der Lage ist, einen 2 MHz-Takt an den Bereichszähler 70 zu legen. Der Bereichszähler 70 zählt bis zu einer 2 MHz-Rate, bis der Komparator 63 detektiert, dass der Ersatzzeit-Reflexionsimpuls des Fluidpegels von dem Verstärker 61 den Schwellwert überschreitet. An dieser Stelle schaltet der Flip-Flop 66 zurück, schaltet das AND-Glied 68 aus und hält den Bereichszähler 70 an. Sodann können die Daten in dem Bereichszähler 70 über den Bus 79 an den Signalprozessor (nicht gezeigt) und/oder den Fluidpegeldisplay 72 gegeben werden.

[0068] Außerdem wird an die Vorderflanke jeder 40 Hz-Rampe ein Rückstellsignal an den Bereichszähler gegeben, der den Bereichszähler für eine nachfolgende Abtastung auf Null zurückstellt. Diese Vorderflanke signalisiert außerdem den Start der Bereichsabtastung und kann zum Synchronisieren eines Monitoroszilloskopes oder eines Datenübertragungskreises verwendet werden.

[0069] Die Messungsabweichung in Folge der Drift in der Bereichsrampentaktung, die den Ersatzzeit(ET)-Skalenfaktor beeinflusst, kann mit einem Bereichsrampengenerator 77 eliminiert werden, der auf einen PRF-getakteten Bereichszähler beruht, der mit einem Digital-Analog-Konverter (DAK) verbunden ist, um eine digital fortschreitende Rampenspannung zu liefern. In diesem Fall werden Schwankungen im PRF die Bereichsrampen-Zeitskala beeinflussen, wobei diese Schwankung Null wird, da der Bereichszähler 70 und der Bereichsrampengenerator 77 ratiometrisch sind. Wenn beispielsweise die PRF abnimmt, benötigt die Bereichsrampen längere, um den vollen Bereich durchzutakten, was zu einer Erhöhung der Auftastimpulsbreite des Bereichszählers führt, wobei jedoch die Zahl der aufgetasteten Impulse exakt die gleiche bleibt, da dieser breitere Impuls eine geringere PRF abtastet.

[0070] Bei dieser Doppel-Zähleranordnung ist die einzige nicht kompensierte Quelle der Drift das RC-Netzwerk, das den Echtzeit-Bereichsverzögerungskreis erzeugt. Es sind kostengünstige RC-Bauelemente verfügbar mit weniger als 30 Teilen pro Million/ $^{\circ}$ C Drift, was für die meisten Messungen ausreichend ist. Die Drift in dem RC-Netzwerk beeinflusst lediglich den Sensor-Skalenfaktor, d. h. die scheinbare Länge des Führungsdrifts 14. Die Null-Verschiebung oder die Position der Einkopplungsplatte 18 relativ zum Oberflächenpegel 23 oder der Grenzfläche

sind durch die Verwendung des Referenzimpulses konstant.

[0071] Fig. 5A und 5B veranschaulichen einen beispielhaften Schaltkreis der bevorzugten Ausführungsform des Sensors 10. Der Rauschgenerator 39 ist in der gleichzeitig anhängigen US-Patentanmeldung mit Aktenzeichen 08/044 717, eingereicht am 12. April, 1993 von Thomas E. McEwan unter dem Titel "Ultra-Wideband Radar Motion Sensor" beschrieben worden, die hierin in ihrer Gesamtheit als Fundstelle einbezogen ist. Der PRF/PRI-Generator 40 enthält zwei Inverter 100 und 101 ($I_1 = 74AC04$), die in Reihe gelegt sind. Ein Rückführpfad verläuft zwischen dem Eingang des Inverters 100 und dem Ausgang des Inverters 101 und enthält einen in Reihe liegenden Kondensator 103 ($C = 22$ Pikofarad). Ein Widerstand 104 ($R = 10$ kOhm) ist zwischen den Eingangs- und Ausgangsklemmen des Inverters 100 geschaltet.

[0072] Der schnelle Impulsgenerator 46 enthält einen Inverter 105 ($I_1 = 74AC04$), dessen Eingang mit dem Ausgang des Inverters 101 verbunden ist. Ein Laufzeit-Trimmerwiderstand 107 kann wahlweise in Reihe mit dem Eingang des Inverters 105 geschaltet werden. Der Stromversorgungsanschluss des Inverters 105 ist mit einem +5V-Stromversorgungs-Bus verbunden und mit einem Überbrückungskondensator 109 ($C = 0,01$ Farad). Der Ausgang des Inverters 105 ist in Reihe mit einem Widerstand 110 ($R = 22$ Ohm) und einem Kondensator 112 ($C = 10$ Pikofarad) geschaltet. Ein Widerstand 115 ($R = 1$ Kiloohm) ist gleichzeitig mit dem Kondensator 102 und der Basis eines Transistors 118 (BFR92) verbunden. Der Kollektor des Transistors 118 ist mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus über einen Widerstand 120 ($R = 1$ Kiloohm) verbunden.

[0073] Der Kondensator 48 ist zwischen dem Kollektor des Transistors 118 und dem Knoten 54 geschaltet, der das nahegelegene Ende eines 50 Ohm-Koaxkabels 16, den Abschlusswiderstand 51 und die Abtast-Halteschaltung 50 verbindet. In dem vorliegenden Beispiel ist das Koaxkabel 16 wiederum mit einer rechteckigen Einkopplungsplatte 18 verbunden, die eine Seitenabmessung von etwa 2 inch hat (andere Abmessungen sind ebenfalls möglich).

[0074] Der Abtasten 52 enthält eine Schottky-Diode (HP HSMS2810) und den Haltekondensator 59, der mit dem einen Ende der Diode 52 und an seinem anderen Ende mit Masse über einen Widerstand 125 ($R = 100$ Ohm) verbunden ist. Der Kondensator 57 ($C = 0,5$ Pikofarad) ist zwischen den Kondensator 59 und den Impulsgenerator 44 geschaltet.

[0075] Der Impulsgenerator 44 enthält einen Transistor 126 (BFR92), dessen Kollektor mit dem Kondensator 57 verbunden ist und mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus über einen Widerstand 127 ($R = 1$ Kiloohm) verbunden ist. Der Emitter des Transistors 126 ist auf Masse gelegt, während dessen Basis mit einem Vorwiderstand 130 ($R = 1$ Kiloohm) verbunden ist. Der Impulsgenerator 44 enthält ferner einen Inverter 131

($I_1 = 74AC04$), dessen Eingang mit dem Laufzeitgenerator 53 verbunden ist und dessen Ausgang in Reihe mit der Basis des Transistors 126 über einen Widerstand 133 ($R = 22$ Ohm) und einen Kondensator 134 ($C = 10$ Pikofarad) liegt.

[0076] Die erste Eingangsklemme 139 des Laufzeitgenerators 53 ist mit dem einen Ende eines Widerstands 140 ($R = 4,7$ Kiloohm) verbunden. Das andere Ende des Widerstands 140 ist mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus über einen Widerstand 142 ($R = 10$ Kiloohm), mit dem Rampengenerator 77 über einen Widerstand 144 ($R = 4,7$ Kiloohm), mit einem stellbaren Parallelkondensator 146 (C liegt im Bereich zwischen 2 und 6 Pikofarad) und mit dem Eingang eines ersten Inverters 150 ($I_1 = 74AC04$) verbunden. Dieser einfache RC-Verzögerungsschaltkreis (144, 146) liefert eine exponentielle Verzögerungsfunktion im Bezug auf die daran angelegte Kontrollbereichs-Verzögerungsspannung. Der Ausgang des ersten Inverters 150 ist mit dem Eingang eines zweiten Inverters 151 ($I_1 = 74AC04$) verbunden, der wiederum mit dem Eingang des Inverters 131 über ein Potentiometer 149 verbunden ist. Der Ausgang des Widerstands 149 ist mit einem Parallelkondensator 155 ($C = 4,7$ Pikofarad) verbunden.

[0077] Der Rampengenerator 77 enthält einen Kondensator 153 ($C = 0,1$ Mikrofarad), der mit dem einen Ende des Ausgangs des 40 Hz-Abtastoszillators 78 verbunden ist und an seinem anderen Ende mit der Basis eines Transistors 154 (2N2222) über einen Widerstand 152 ($R = 1$ Kiloohm) verbunden ist. Die Basis des Transistors 154 ist mit einem Vorwiderstand 156 ($R = 10$ Kiloohm) verbunden. Der Emitter des Transistors 154 ist auf Masse gelegt. Ein Rampentaktkondensator 157 ($C = 1$ Mikrofarad) ist zwischen den Kollektor des Transistors 154 und Masse geschaltet.

[0078] Der 40 Hz-Abtastoszillator 78 enthält zwei NAND-Glieder 160, 161 ($I_2 = 74H000$), die in Reihe gelegt sind, so dass der Ausgang des NAND-Gliedes 161 mit dem Kondensator 153 des Rampengenerators 77 verbunden ist. Der Eingang des NAND-Gliedes 160 ist verbunden mit dem Ausgang des NAND-Gliedes 161 über einen Kondensator 165 ($C = 0,01$ Farad). Der Eingang des NAND-Gliedes 161 ist ebenfalls mit dessen Ausgang über einen Widerstand 162 ($R = 2,2$ MegOhm) verbunden. Der Ausgang des NAND-Gliedes 161 ist mit einer "SYNC"-Klemme über einen Widerstand 166 ($R = 10$ Kiloohm) verbunden. Die "SYNC"-Klemme liefert einen Synchronisationsimpuls an das Oszilloskop (nicht gezeigt) für Testzwecke.

[0079] Wenden wir uns nun zu Fig. 5B, wo der Eingang des Verstärkers 61 mit der Kathode der Schottky-Diode 52 und dem Haltekondensator 59 über einen Widerstand 170 ($R = 10$ Kiloohm) verbunden ist. Der Verstärker 61 umfasst einen Kondensator 172 ($C = 0,1$ Mikrofarad), der mit dem einen Ende eines Vorwiderstandes 174 ($R = 1$ Megohm) verbunden ist und an seinem anderen Ende mit dem Eingang eines In-

verters 175 (I3 = MC14069). Der Inverter 175 ist mit einem Rückkopplungs-RC-Schaltkreis verbunden, der aus einem Kondensator 177 (C = 100 Pikofarad) und einem Widerstand 179 (R = 2,2 Megohm) parallel gebildet wird. Der Ausgang des Inverters 175 ist mit dem Eingang eines Inverters 180 (I3 = MC14069) über einen Kondensator 181 (C = 2 Mikrofarad) und einen Widerstand 183 (R = 100 Kilohm) verbunden. Der Inverter 180 ist mit einem Rückkopplungs-RC-Schaltkreis verbunden, der von einem Kondensator 185 (C = 470 Pikofarad) und einem Widerstand 188 (R = 470 Kilohm) parallel gebildet wird.

[0080] Der positive Schwellwertkomparator 63 enthält einen Eingangswiderstand 190 (R = 330 Kilohm), der mit dem einen Ende des Ausgangs des Inverters 180 verbunden ist und an seinem anderen Ende mit einem Vorwiderstand 192 (R = 1 Megohm) und mit dem Eingang eines Inverters 193 (I3 = MC14069). Der Stromversorgungsanschluss von I3 ist mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus über einen Widerstand 195 (R = 1 kOhm) verbunden und ist außerdem verbunden mit einem Überbrückungskondensator 196 (C = 100 Mikrofarad).

[0081] Der negative Schwellwertkomparator 64 enthält einen Eingangswiderstand 200 (R = 330 Kilohm), der mit dem einen Ende des Ausgangs des Inverters 180 verbunden ist. Das andere Ende des Widerstandes 200 ist mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus über einen Vorwiderstand 202 (R = 680 Kilohm) verbunden und mit dem Eingang eines Inverters 203 (I3 = MC14069).

[0082] Der SR-Flip-Flop 66 enthält zwei NAND-Glieder 210, 212 (I2 = 74H000), worin der Stromversorgungsanschluss von I2 mit dem +5V-Stromversorgungs-Bus und einem Überbrückungskondensator 215 (C = 0,01 Mikrofarad) verbunden ist. Einer der Eingänge des NAND-Gliedes 210 ist mit dem Ausgang des Inverters 193 über eine Diode 219 verbunden und außerdem mit dem 5V-Stromversorgung-Bus über einen Widerstand 217 (R = 1,5 Megohm). Die Anode der Diode 219 ist mit einem Steuerkondensator 220 (C = 0,003 Mikrofarad) verbunden. Der Ausgang des Inverters 203 ist mit dem Eingang des NAND-Gliedes 212 über einen Inverter 204 (I3 = MC14069) verbunden.

[0083] Fig. 6 zeigt Oszilloskopspuren des an der Einkopplungsplatte 18 auftretenden ET-Referenzimpulses und der Luft/Fluid-Reflexionsimpulse P(1) und P(8) bei 1 inch bzw. 8 inch Eintauchtiefen des Führungsdrähts 14. Der Luft/Fluid-Reflexionsimpuls hat eine Breite von etwa 200 Pikosekunden. Der Auftastimpuls für den Bereichszähler 70 startet an einer Skalenmarke TM1 am Referenz- und endet an einer Skalenmarke TM2 am Luft/Fluid-Reflexionsimpuls, womit die Länge des Führungsdrähts 14 oberhalb des Fluidpegels 23 gemessen wird.

[0084] Für den Fachmann auf dem Gebiet sollte nach dem Studium der vorliegenden Beschreibung der Erfindung klar sein, dass zahlreiche Modifikatio-

nen vorgenommen werden können, ohne vom Gelungsbereich der vorliegenden Erfindung abzuweichen. Während der vorstehend beschriebene Schaltplan im Bezug auf diskrete Bauelemente beschrieben worden ist, kann der Schaltkreis beispielsweise nach allgemein bekannten Methoden der Integrierten Schaltkreistechnik integriert und miniaturisiert werden. Die Einkopplungsplatte 18 kann zahlreiche planare und nicht planare Formen annehmen und geometrische Abmessungen haben, wie beispielsweise für die Anwendung bei unregelmäßig geformten Behältern gestaltet sein.

[0085] Die Wellenleitung oder der Führungsdräht 14 können zahlreiche Konstruktionen annehmen. Beispielsweise kann er als ein Einleiter; zwei Drahtleiter; in Form von 2 Drähten, die durch ein Dielektrikum getrennt sind; als ein Hohlrohr; als ein leitendes Rohr mit einem dielektrischen Kern oder mit geschlitzten Wänden für die elektromagnetische Welle, um das Fluid außerhalb des Rohres abzutasten; als ein dielektrisches Rohr; oder in Form von anderen Variationen. Es ist ebenfalls möglich, die vorhandenen Metallkonstruktionsteile des Behälters zu verwenden, die als Führungsdräht 14 dienen.

[0086] Fig. 7 ist eine schematische, perspektivische Ansicht im Schnitt eines dielektrischen oder Metallbehälters 275, der mit einem Fluid 277 gefüllt ist. In dieser Darstellung ist der Führungsdräht ein Mikrostreifen 278, der an der Innenseite 280 des Behälters 275 angebracht ist und sich axial auf einem vorbestimmten Weg erstreckt. In dieser speziellen Ausführungsform wird die Einkopplungsplatte nicht unbedingt benötigt, jedoch kann der Widerstand 20 am oberen Ende des Mikrostreifens erforderlich sein, um eine Impedanzdiskontinuität und damit einen Referenzimpuls einzuführen. Der Mikrostreifen 278 kann mit einem dielektrischen Schutzüberzug mit vernachlässigbarem Einfluss auf die Größe des reflektierten Impulses abgedeckt sein.

[0087] Fig. 3 zeigt außerdem den linearen Weg-Messmode des Sensors 10, wo der elektromagnetische Führungsdräht 14 in der Regel in den freien Raum hinein ragt und ein Metall- oder dielektrischen Gegenstand 28 den Führungsdräht 14 berührt, die messbare Reflexion erzeugt, wie im Zusammenhang mit dem Betrieb des Sensors 10 beschrieben worden ist. Der Führungsdräht 14 kann aus einem Mikrostreifen erzeugt sein oder aus anderen Typen von Wellenleitungen.

[0088] Fig. 8 ist eine Seitenansicht eines Konstruktionshilfsmittels, wie beispielsweise ein Bohrer 300, unter Verwendung des Sensors 10 der vorliegenden Erfindung, um die Eindringtiefe (P) einer Bohrerspitze 302 unterhalb eines Oberflächenpegels 303 genau zu messen. Die Einkopplungsplatte 18 ist an dem Bohrgehäuse 305 befestigt, so dass der Abstand (L) zwischen der Spitze 307 des Bohrerbits und der Einkopplungsplatte 18 konstant ist. Beispielsweise ist bei einigen Anwendungen der Abstand (L) der gleiche wie die Gesamtlänge des Bohrerbits 302. Bei

Beginn der Bohrarbeit bestimmt der Sensor 10 den Abstand (S) zwischen der Einkopplungsplatte 18 und dem Oberflächenpegel 303 und liefert auf diese Weise eine genaue Ablesung der Eindringtiefe (P) entsprechend der folgenden Gleichung: $P = L - S$. [0089] Es sind spezielle Ausführungsformen des erfundungsgemäßen Material-Füllstandssensors veranschaulicht und beschrieben worden, während Modifikationen und Änderungen des Apparates, der Parameter, der Materialien, der Herstellungsverfahren, Anwendung und Operation für die Fachwelt wichtig werden, ohne vom Schutzmfang der Erfindung abzuweichen.

Patentansprüche

1. Sensor zum Bestimmen der Oberflächen- oder Grenzflächenhöhe eines Materials, umfassend in Kombination:
 einen Transceiver (12) zum Erzeugen von elektrischen Sendeimpulsen;
 einen Führungsdräht (14), der mindestens teilweise in das Material eintaucht;
 einen Leiter (16, 21) der den Transceiver (12) und den Führungsdräht (14) elektrisch koppelt;
 eine Einkopplungsplatte (18), die mit dem Leiter (16, 21) an der Kopplung zu dem Führungsdräht (14) verbunden ist;
 wobei die gesendeten Impulse über den Leiter (16, 21) zu der Einkopplungsplatte (18) geleitet werden, wobei die Einkopplungsplatte 18 als eine Viertelwellen-Sendeantenne wirkt und das Einkoppeln der elektrischen Impulse als Nahfeld-geführte elektromagnetische (EM) Wellen unterstützt und außerdem ein an den Transceiver (12) zurückgegebenen Bezugsimpuls erzeugt;
 wobei sich die EM-Wellen entlang dem Führungsdräht (14) ausbreiten und mindestens teilweise durch die Oberfläche oder Grenzfläche reflektiert werden; wobei sich die EM-Wellen entlang dem Führungsdräht (14) zurück zu der Einkopplungsplatte (18) ausbreiten und wobei die Einkopplungsplatte (18) als eine Viertelwellen-Empfangsantenne wirkt, und wobei die reflektierten EM-Wellen von dort aus als reflektierte Impulse zum Transceiver (12) übertragen werden; und
 wobei der Transceiver (12) eine Laufzeit zwischen den Bezugsimpulsen und den reflektierten Impulsen ermittelt und damit die Oberflächenhöhe oder Grenzflächenhöhe in Bezug auf die Einkopplungsplatte (18) bestimmt.

2. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Leiter (16, 21) ein Koaxialkabel mit einem inneren Leiter (21) und einer äußeren Abschirmung (16) ist, wobei die Einkopplungsplatte (18) mit der äußeren Abschirmung (16) verbunden ist, um die Erzeugung einer Spiegelbildspannung darauf zu verhindern, und wobei der innere Leiter (21) mit dem Führungsdräht (14) verbunden ist.

3. Sensor nach Anspruch 2, ferner einschließend eine zwischen der Einkopplungsplatte (18) und dem Führungsdräht (14) geschaltete Impedanz (20), um eine örtliche Stoßstelle zu schaffen, die eine Teilreflektion der EM-Wellen bewirkt, um den Bezugsimpuls zu erzeugen, so dass die zwischen dem Bezugsimpuls und den reflektierten Impulsen aufgenommenen Messungen fehlerreduziert sind und die durch das Koaxialkabel eingeführte Drift verringert wird.

4. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Transceiver (12) die Umlauf-Laufzeit der Bezugsimpulse und reflektierten Impulsen misst und eine Ersatzzeit (ET)-Auftastung am Zähler (70) erzeugt; und bei welchem die Dauer der ET-Auflastung mit zunehmendem Abstand zwischen der Einkopplungsplatte (18) und der Materialoberfläche oder -grenzfläche zunimmt.

5. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Transceiver einen Wiederholungsfrequenz/Impuls-wiederholungsintervall (PRF/PRI)-Generator (40) aufweist sowie einen Rauschgenerator (39) zum Modulieren des PRF/PRI-Generators, um eine PRF mit einem Mittelwert von 10 kHz bis 10 MHz zu erzeugen und eine Zufallsvariation (Ausgleichsmodulationssignal) von 1 bis 10% um diesen Mittelwert; sowie wobei das Ausgleichsmodulationssignal das Emissionsspektrum von der Einkopplungsplatte (18) verbreitert, um mögliche Störung von Benutzern des HF-Spektrums zu reduzieren und um ebenfalls Muster von äußeren Störsignalen zu randomisieren, die an dem Leiterdraht (14) auftreten.

6. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Transceiver (12) ein Mittel zum Abtasten und zur Mittelwertbildung der reflektierten Impulse aufweist, so dass die randomisierten Abtastungen auf Null gemittelt werden, um so eine Störung von anderen Quellen zu eliminieren.

7. Sensor nach Anspruch 6, bei welchem das Mittel zum Abtasten der reflektierten Impulse aus einer einzelnen Diode (52) besteht.

8. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Transceiver (12) einen Impuls-wiederholungsfrequenz/Impuls-wiederholungsintervall (PRF/PRI)-Generator (40) aufweist, der gleichzeitig mit einem Sendeweg und einem Auftastungsweg verbunden ist.

9. Sensor nach Anspruch 8, bei welchem der Transceiver (12) ferner aufweist:
 einen Impulsgenerator (55), der mit dem PRF/PRI-Generator verbunden ist und der für Stufenimpulse mit einer Anstiegszeit von weniger als 10 ns liefert.
 ein Differenzierglied (57) zum Flankendifferenzieren der Stufenimpulse in weniger als 10 ns breite Impulse; und

wobei die Impulse auf das Koaxialkabel gegeben werden und von dort zur Einkopplungsplatte (18).

10. Sensor nach Anspruch 1, bei welchem der Führungsdrat ein Mikrostreifen-Übertragungsleiter ist.

11. Sensor nach Anspruch 1, ferner aufweisend: eine Abtast-Halteschaltung (50) zum Empfangen der reflektierten Impulse; und eine Exponentialbereichs-Verzögerungsschaltung (53) zum Steuern der Taktung der Auftastimpulse, die zu der Abtast-Halte-Schaltung übertragen werden.

12. Sensor nach Anspruch 11, bei welchem die Exponentialbereichs-Verzögerungsschaltung ferner eine Ersatzzeit-Exponentialflanke enthält, die als Wobbeleingang an einer RC-Schaltung verwendet wird, um eine Laufzeitfunktion mit Linearwobbling zu schaffen.

13. Sensor nach Anspruch 11, bei welchem die Abtast-Halte-Schaltung (50) einen Haltekondensator (59) und einen Abtasten (52) enthält, der aus einer einzelnen Diode besteht und wobei jeder Auftastimpuls durch einen Bereich von Laufzeitverzögerungen linear gewobbelt ist, um zu bewirken, dass eine Abtastspannung auf den Haltekondensator (59) gegeben wird und eine Abtastspannung auf den Haltekondensator (59) gegeben wird, die eine Ersatzzeitkopie der reflektierten Impulse ist.

14. Verfahren zum Erfassen der Oberflächen- oder Grenzflächenhöhe eines Materials, umfassend die Schritte: elektrisches Koppeln eines Leiters (16, 21) mit einem Führungsleiter (14); eine Einkopplungsplatte (18) zwischen den Leiter (16, 21) und den Führungsdrat (14) schalten; mindestens teilweise den Führungsdrat (14) in das Material eintauchen; Eintragen von elektrischen Sendeimpulsen in den Leiter (16, 21), wobei die Sendeimpulse über den Leiter (16, 21) an die Einkopplungsplatte (18) geleitet werden, wobei die Einkopplungsplatte (18) als eine Viertelwellen-Sendeantenne wirkt und das Einkoppeln der elektrischen Impulse in den Führungsdrat (14) als Nahfeld-geführte elektromagnetische (EM) Wellen unterstützt und außerdem ein in den Leiter zurückgegebenen Bezugsimpuls erzeugt; Abwarten für eine Taktzeit (TSAM_P), wobei sich die EM-Wellen entlang des Führungsdräts (14) ausbreiten und mindestens teilweise von der Oberfläche oder Grenzfläche reflektiert werden; wobei sich die reflektierten EM-Wellen entlang dem Führungsdrat (14) zurück zu der Einkopplungsplatte (18) ausbreiten, wobei die Einkopplungsplatte (18) als eine Viertelwellen-Empfangsantenne wirkt, und wobei die reflektierten EM-Wellen von dort aus als reflektierte Impulse an den Leiter (16, 21) übertragen

werden;

Öffnen einer Auftastung, um zu ermöglichen, dass die reflektierten Impulse abgetastet werden; Wiederholen der Schritte des Abwartens und des Öffnens bei einer Frequenz von etwa 10 kHz bis 10 MHz, um dadurch zu ermöglichen, dass näherungsweise 10 bis 10.000 reflektierte Impulse vor dem Inkrementieren von T_{SAMP} zu Mitteln; und Ermitteln einer Laufzeit zwischen den Bezugsimpulsen und den reflektierten Impulsen, um so die Oberflächen- oder Grenzflächenhöhe im Bezug auf die Einkopplungsplatte (18) zu bestimmen.

15. Verfahren nach Anspruch 14, bei welchem die Sendeimpulse eine Anstiegszeit von weniger als etwa 10 ns haben. M 8101

Es folgen 6 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

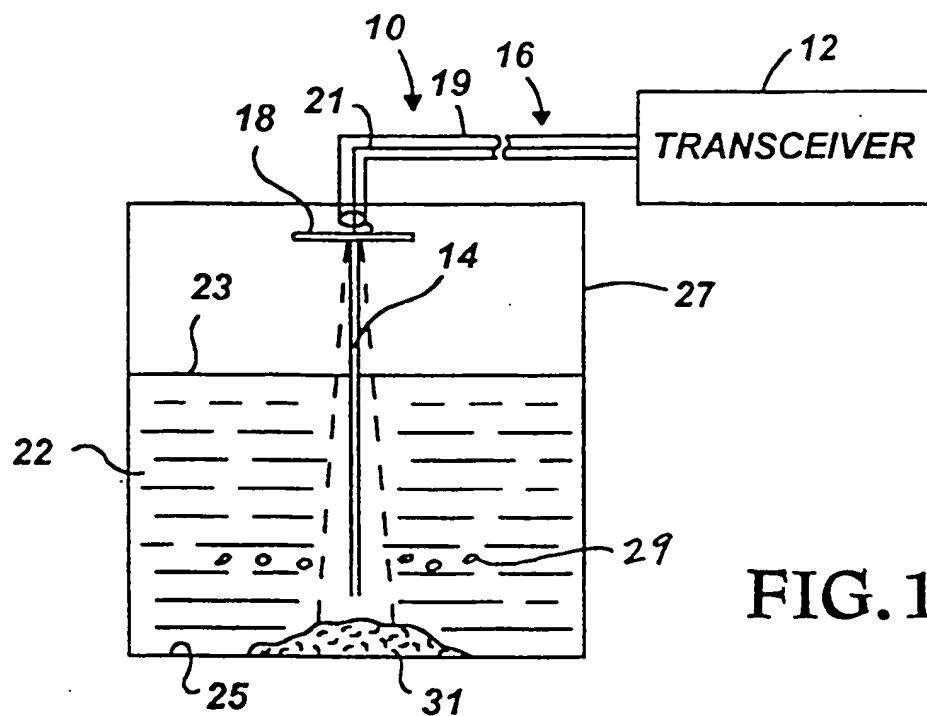


FIG. 1

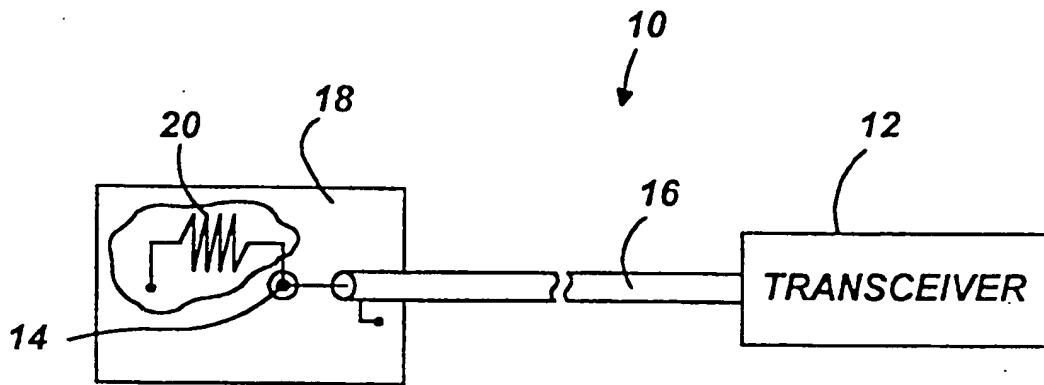


FIG. 2

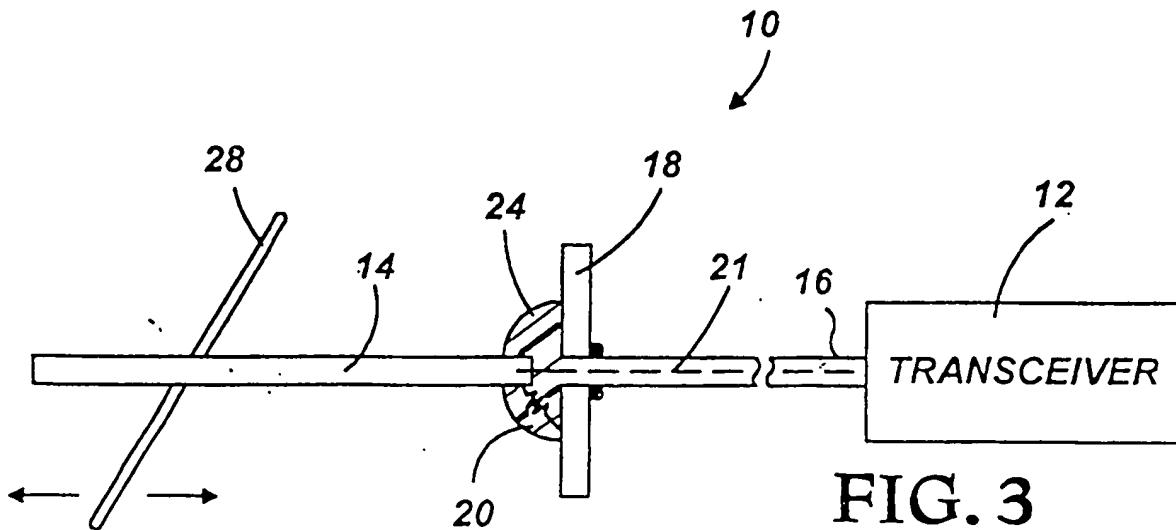


FIG. 3

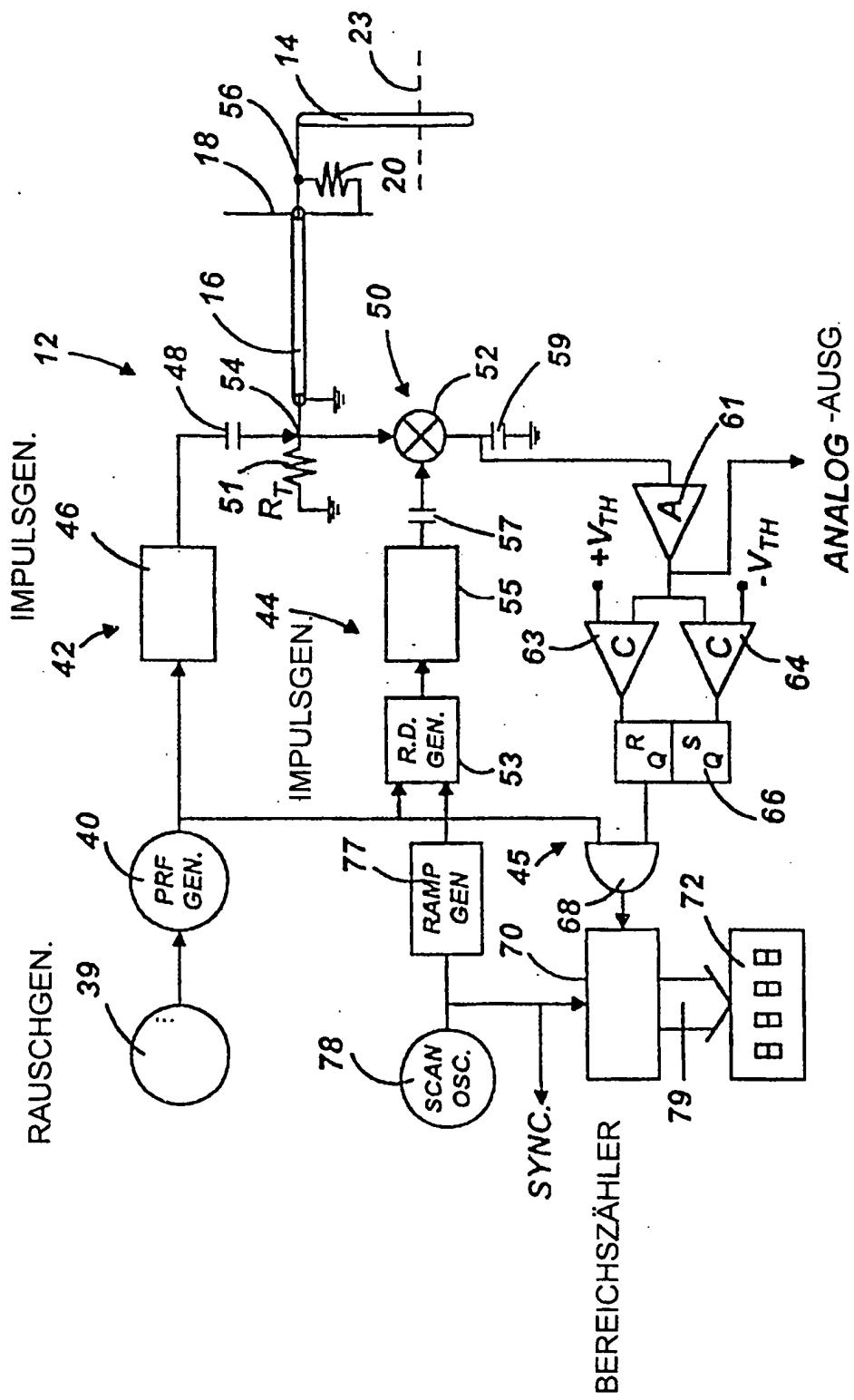
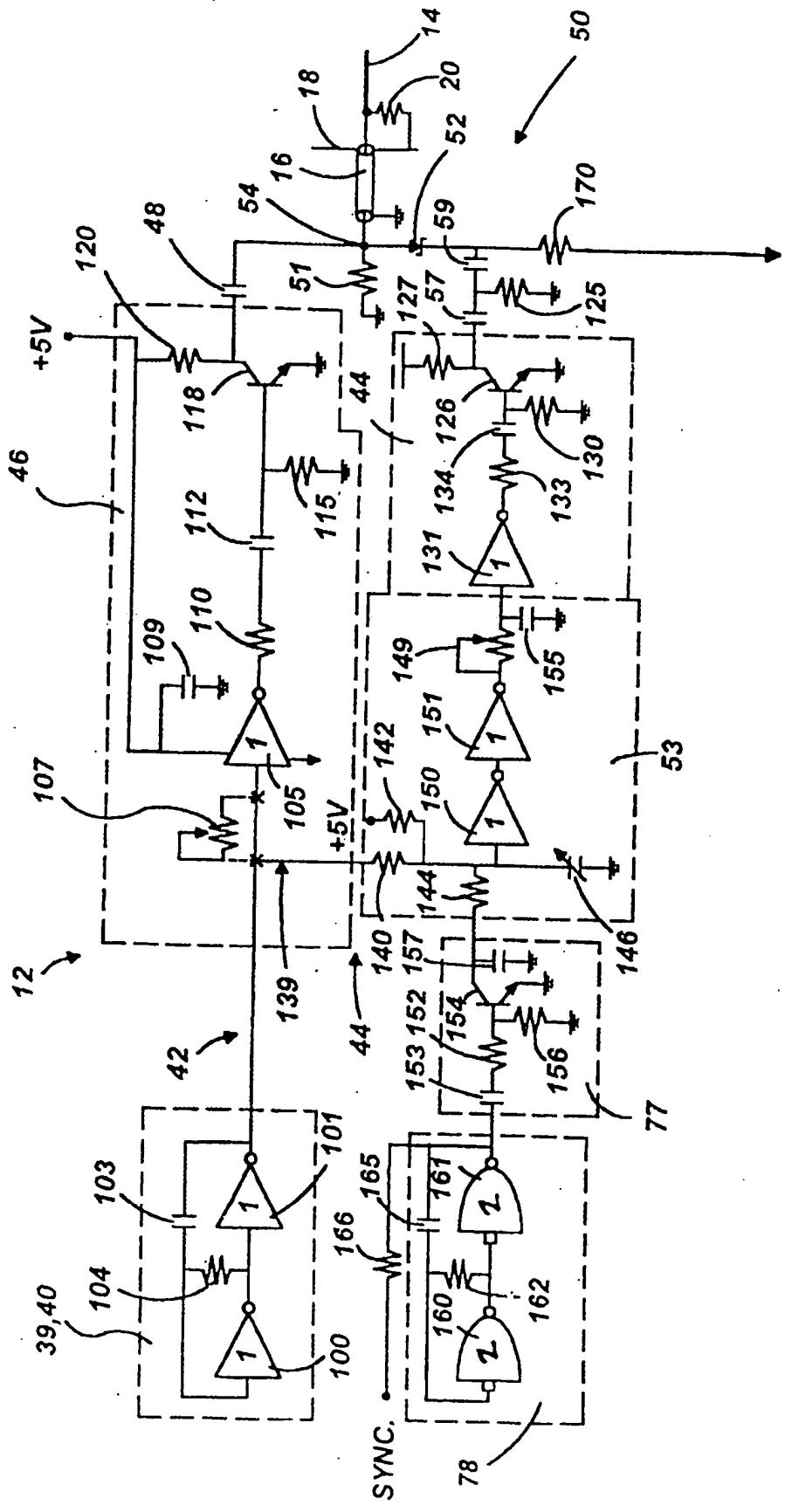


FIG. 4



VON FIG.5A

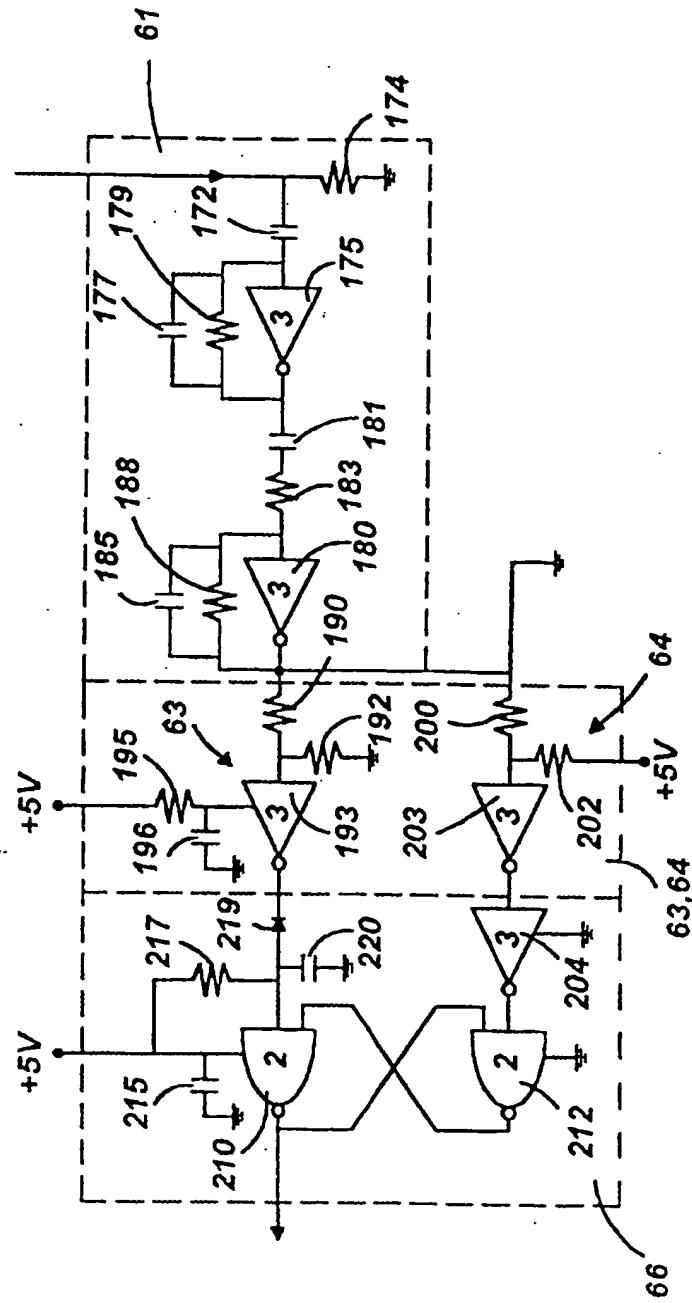


FIG. 5B

BEST AVAILABLE COPY

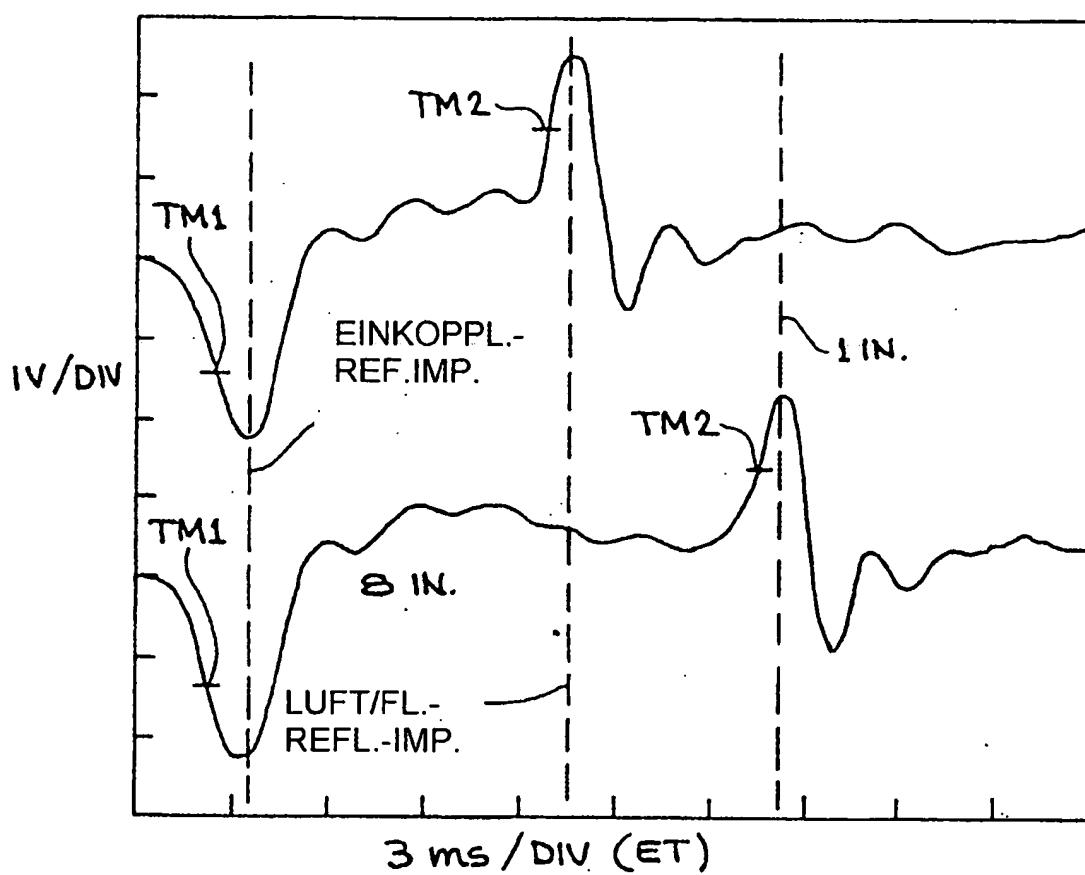


FIG. 6

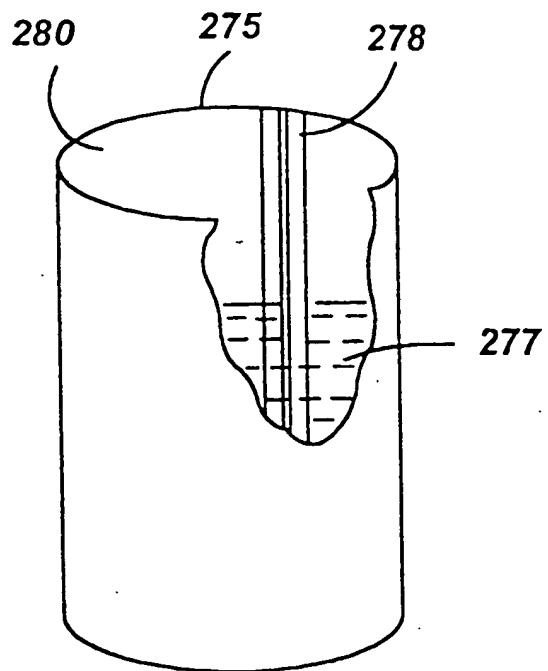


FIG. 7

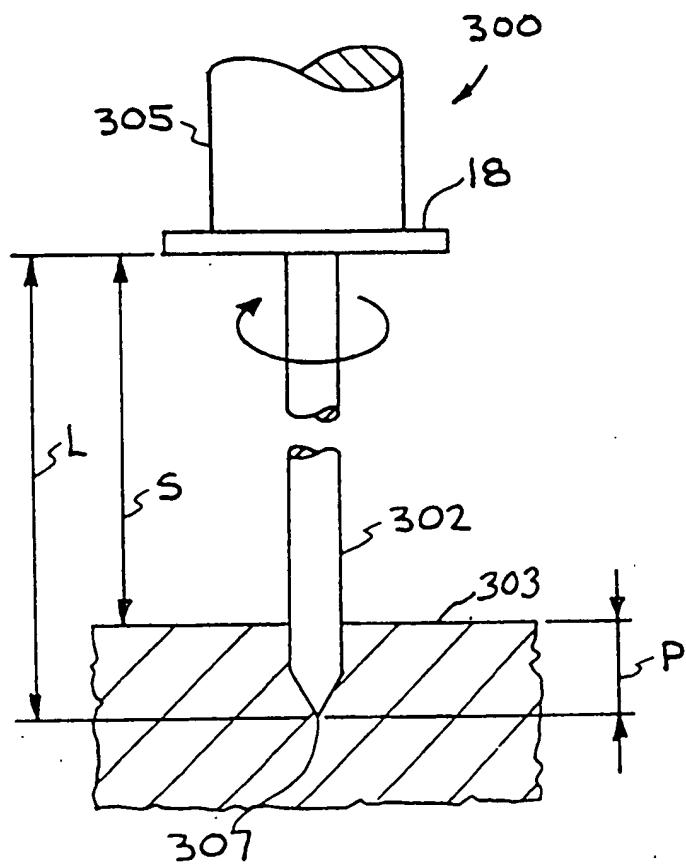


FIG. 8